

基于电光调制和线性调频去斜的微波光子测距研究

王云新^{1,2} 姚锦川^{1,2} 侯雪缘^{2,3} 王大勇^{1,2} 赵洁^{1,2} 杨锋^{1,2} 戎路^{1,2} 林述锋^{1,2}

(¹ 北京工业大学 理学部;

² 北京市精密测控技术与仪器工程技术研究中心;

³ 北京工业大学 材料与制造学部激光工程研究院, 北京 100124)

摘要 传统的电磁测距受到电子学瓶颈的局限,难以进一步提升工作带宽,导致系统的测距精度受限。本文提出了一种基于电光调制和线性调频去斜的微波光子测距方法,利用马赫-曾德尔调制器获取 ± 1 阶调制光边带,通过光电探测产生二倍频的宽带线性调频发射信号,可有效提升系统的距离分辨率;在接收端采用线性调频去斜接收的方法,通过探测中频信号的频率反演获得目标距离信息,可极大地降低对后续模数转换器采样速率的要求。该研究将电光调制、光电探测等基础知识实际应用到微波光子测距中,与科学前沿有机结合,有助于拓展教学内容、提升教学深度,有利于培养学生的科学素养和实践能力。

关键词 微波光子测距;电光调制;线性调频;光电探测

RESEARCH ON MICROWAVE PHOTONIC RANGING BASED ON ELECTRO-OPTIC MODULATION AND LINEAR FREQUENCY MODULATION DE-CHIRP

WANG Yunxin^{1,2} YAO Jinchuan^{1,2} HOU Xueyuan^{2,3} WANG Dayong^{1,2} ZHAO Jie^{1,2}

YANG Feng^{1,2} RONG Lu^{1,2} LIN Shufeng^{1,2}

(¹ Beijing University of Technology Faculty of Science;

² Beijing Engineering Research Center of Precision Measurement Technology and Instruments;

³ Beijing University of Technology Institute of Laser Engineering, Beijing 100124)

Abstract The traditional electromagnetic ranging is limited by the bottleneck of electronics, and it is difficult to improve the working bandwidth further, leading to the finite accuracy of system. In this paper, a microwave photonic ranging method based on electro-optic modulation and linear frequency modulation de-chirp is proposed. Mach-Zehnder modulator (MZM) is used to obtain the ± 1 order modulated sidebands, and the linear frequency modulation (LFM) emission signal with doubled frequency is generated by photoelectric detector, which can effectively improve the range resolution of the system. In the receiver, the linear frequency modulation de-chirp is applied to obtain the target distance via the frequency of the acquired

收稿日期: 2021-07-14; 修回日期: 2021-10-27

基金项目: 北京工业大学研究性教学示范课程(光学)项目、北京自然科学基金项目(4202001)资助。

作者简介: 王云新,女,副教授,主要从事光学教学和光信息处理技术的研究工作, yxwang@bjut.edu.cn。

引文格式: 王云新,姚锦川,侯雪缘,等. 基于电光调制和线性调频去斜的微波光子测距研究[J]. 物理与工程, 2022, 32(2): 127-132.

Cite this article: WANG Y X, YAO J C, HOU X Y, et al. Research on microwave photonic ranging based on electro-optic modulation and linear frequency modulation de-chirp[J]. Physics and Engineering, 2022, 32(2): 127-132. (in Chinese)

IF signal. Therefore, the requirement on the sampling rate of the subsequent analog-digital converter (ADC) can be greatly reduced. The basic knowledge about electro-optic modulation and photoelectric detection is applied to microwave photon ranging, combining with the scientific frontier. This is helpful to expand the teaching content, enhance the depth of teaching, and cultivate students' scientific literacy and practical capability.

Key words microwave photonic ranging; electro-optic modulation; linear frequency modulation; photoelectric detection

测距系统旨在获取目标的距离信息,在导航、目标追踪等领域起到重要作用^[1]。目标探测主要采用超声波、光波及射频电磁波三类信号。超声波测距具有不易受电磁环境干扰、成本低等优点,但测量精度相对较差,主要应用在倒车雷达、工地建筑等领域^[2]。激光测距精度较高,但探测距离短,且对工作环境有一定要求,目前研究的汽车自动驾驶就采用激光进行测距^[3]。电磁波测距探测精度良好,已经被广泛应用于广域监视侦察、防空及武器控制、气候观测、空中交通控制、车辆防撞等领域^[4-7],其探测精度与探测信号的带宽相关。然而受限于电子学瓶颈,纯电子学电磁波测距难以进一步提升工作频带和带宽,从而难以满足对测距分辨率逐渐提高的实际需求^[8-10]。同时,传统的电域直接频率综合器,仅能产生数百兆赫兹的调频信号,为了提高探测分辨率,通常需要进行多级倍频、滤波、放大等处理,导致系统结构较为复杂。而微波光子测距在光域中产生、接收和处理宽带微波信号,利用电磁波进行距离探测,结合了微波通信可无线传输、探测距离长及光纤通信宽带抗干扰能力强、低损耗的优势^[11-13],可有效提升系统的距离分辨率,在距离测量、目标搜索等方面具有巨大的发展潜力和广阔的应用前景^[14]。

本文提出了一种基于电光调制和线性调频去斜的微波光子测距方法,利用马赫-曾德尔调制器(MZM)在光域上对线性调频信号进行载波抑制双边带调制,结合光电探测器(PD)进行拍频,获取二倍频发射信号。在接收端再次对回波信号进行电光调制,借助线性调频去斜处理,可获取与目标距离相关的中频信号。该研究将电光调制、光电转换等基础知识实际应用微波测距中,可使学生在实验中熟练掌握 MZM、PD 的工作原理,并通过实际发射与探测可视化的理解测距原理,使课堂更具趣味性和实践性,可拓展教学内容和教学深度,有助于提升学生的科学素养。

1 微波光子测距原理

微波光子测距系统由二倍频信号产生模块和回波探测模块两部分构成,如图 1 所示。通过 MZM1 将任意波形发生器(AWG)发出的线性调频信号加载到光载波上。MZM1 输出的光束被耦合器(OC)分为两路,一路作为发射信号,另一路作为回波的参考光信号。发射信号经功率放大、滤波后,利用 PD1 拍频获得倍频的宽带线性调频信号并发射。接收到的回波信号经放大滤波后通

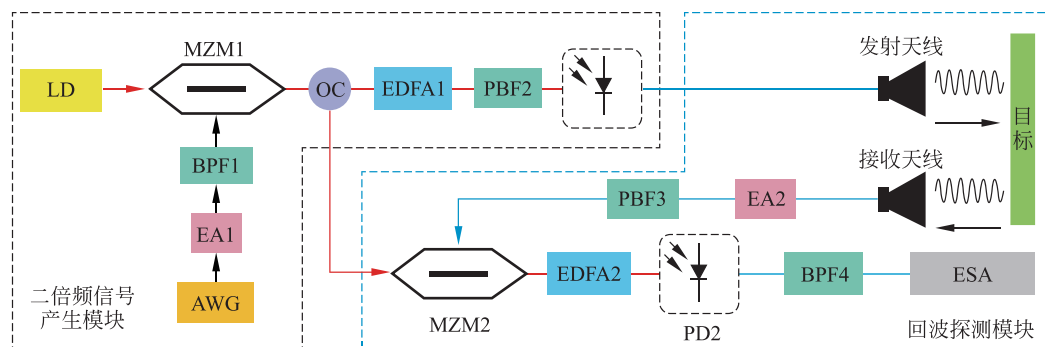


图1 微波光子测距系统的结构示意图

LD: 半导体激光器; AWG: 任意波形发生器; EA: 电放大器; BPF: 带通滤波器; MZM: 马赫-曾德尔调制器; PD: 光电探测器; OC: 光耦合器; EDFA: 掺铒光纤放大器; ESA: 频谱仪

过 MZM2 调制到参考光信号上,再利用 PD2 拍频并转换为电信号,通过电滤波器获取与距离相关的中频信号,即可反演目标与系统间的距离信息。

1.1 马赫-曾德尔调制器工作原理

系统利用 MZM 实现载波抑制的双边带调制, MZM 的结构如图 2 所示,通常 MZM 由高频微波信号 $V(t)$ 和直流偏置信号 V_{DC} 共同调制,两者分别加载在调制器的直流偏置和射频输入端口。若采用推挽结构,则上臂与下臂施加的电场反相。设输入光载波为 $E_{in}(t) = E_0 e^{i2\pi f_c t}$, f_c 和 E_0 分别为光载波的频率和振幅,外加驱动微波信号为 $V(t) = V_0 \cos(2\pi f t)$, f 和 V_0 分别为微波信号的频率和振幅。则 MZM 的输出光信号可表示为

$$E_{out}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_{in}(t) \cdot \left[\frac{\sqrt{2}}{2} e^{im \cos(2\pi f t)} e^{i\frac{\theta}{2}} + \frac{\sqrt{2}}{2} e^{-im \cos(2\pi f t)} e^{-i\frac{\theta}{2}} \right] \quad (1)$$

式中, $m = \pi V_0 / V_\pi$ 为调制深度, V_π 为半波电压, θ 为直流偏置电压 V_{DC} 引入的上下两臂之间的总相位差^[15]。

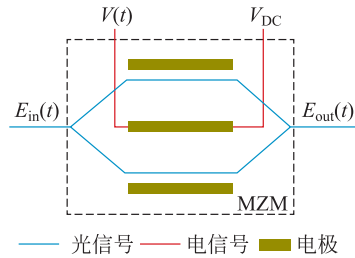


图2 马赫-曾德尔调制器的结构

根据外加偏置电压大小的不同, MZM 主要有三种典型的工作状态。当 $\theta = \pi/2$ 时, 此时 MZM 处于正交工作点, 对式(1)进行雅可比-安格尔恒等式展开, 可得输出光信号为

$$E_{MZM}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_{in}(t) \cdot \left\{ J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n J_{2n}(m) [e^{i4n\pi f t} + e^{-i4n\pi f t}] + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n J_{2n-1}(m) [e^{i2(2n-1)\pi f t} + e^{-i2(2n-1)\pi f t}] \right\} \quad (2)$$

此时 MZM 输出光信号中包含载波、奇数阶边带以及偶数阶边带三种成分。当 $\theta = \pi$ 时, MZM 工作在最小工作点, 此时输出光信号为

$$E_{MZM}(t) = E_{in}(t) \cdot \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n J_{2n-1}(m) [e^{i2(2n-1)\pi f t} + e^{-i2(2n-1)\pi f t}] \quad (3)$$

可见输出光信号中仅包含奇数阶边带。当 $\theta = 2\pi$ 时, MZM 处于最大工作点, 输出光信号为

$$E_{MZM}(t) = -E_{in}(t) \cdot \left[J_0(m) + \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n J_{2n}(m) (e^{i4n\pi f t} + e^{-i4n\pi f t}) \right] \quad (4)$$

此时 MZM 输出光信号中包含光载波以及偶数阶边带两种成分。

可见, 通过控制 MZM 的直流偏置电压, 可使调制器工作在不同的模式。在实际光路设计中, 可根据实际需要的微波调制边带, 选择合适的工作模式。

1.2 二倍频线性调频信号的产生

二倍频线性调频信号的产生方法如图 1 中的二倍频信号产生模块所示, 输入 MZM1 的线性调频信号的时频关系可表示为

$$f_{in}(t) = f_0 + Kt \quad (5)$$

其中 f_0 为线性调频信号的初始频率, $K = B/T$ 为线性调频斜率, T 和 B 分别为线性调频探测信号的变化周期和带宽^[14]。

可见线性调频信号是一种频率随时间线性增长的调频信号。为了实现射频信号的二倍频, 令 MZM1 处于最小工作点, 在小信号近似下, 可仅考虑 ± 1 阶光边带, 则 MZM1 的输出信号可表示为

$$E_{MZM1}(t) \propto e^{i2\pi(f_c + f_{in})t} + e^{i2\pi(f_c - f_{in})t} \quad (6)$$

MZM1 输出的频谱包含中心频率为 $f_c + f_0 + B/2$ 和 $f_c - f_0 - B/2$ 的两个频率成分, 且信号带宽为 B 。将该信号输入到 PD1 可实现 ± 1 阶光边带拍频, 得到的发射信号的时频关系写为

$$f_{out}(t) = 2f_0 + 2Kt \quad (7)$$

从上式可知, 发射信号的中心频率、带宽均变为原来线性调频信号的两倍, 获得了二倍频的宽带发射信号。

1.3 线性调频去斜测距

当发射的线性调频连续波信号传播距离为 R

时,回波信号时频关系可表示为

$$f_r(t) = 2f_0 + 2Kt + \Delta f \quad (8)$$

其中 $\Delta f = 2R/c$, c 为真空光速。

接收的回波信号经一处于正交工作点的 MZM2 调制到发射参考光信号上。考虑到小信号近似,仅考虑 ± 1 阶边带, MZM2 的输出信号可表示为

$$E_{MZM2}(t) \propto \begin{bmatrix} J_0(m_1)e^{i2\pi(f_c+f_{in})t} + J_0(m_1)e^{i2\pi(f_c-f_{in})t} + \\ J_1(m_1)e^{i2\pi(f_c-f_{in}-f_r)t} + J_1(m_1)e^{i2\pi(f_c-f_{in}+f_r)t} + \\ J_1(m_1)e^{i2\pi(f_c+f_{in}-f_r)t} + J_1(m_1)e^{i2\pi(f_c+f_{in}+f_r)t} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中, m_1 为回波信号的调制深度。

由式(9)可知, MZM2 的输出频谱中包含带宽为 B 的光载波频谱 $f_c - f_{in}$ 、 $f_c + f_{in}$, 带宽为 $3B$ 的 $f_c - f_{in}$ 的 -1 阶、 $f_c + f_{in}$ 的 $+1$ 阶调制光边带 $f_c - f_{in} - f_r$ 、 $f_c + f_{in} + f_r$, 及带宽为 B 的 $f_c + f_{in}$ 的 -1 阶、 $f_c - f_{in}$ 的 $+1$ 阶调制光边带 $f_c - f_{in} + f_r$ 、 $f_c + f_{in} - f_r$ 。经 PD2 可将 MZM2 输出信号的任意两个光边带进行拍频。

这里我们所感兴趣的是中心频率为 $f_c + f_{in}$ 及 $f_c - f_{in} + f_r$ 的两个光边带的拍频, 前者为发射信号的参考光边带, 后者为回波信号的调制光边带, 由于两者之间存在时间延时 τ , 则两信号的时频特性关系如图 3 所示。可见, 两信号拍频后可以得到一个与距离有关的单频中频信号 Δf , 该处理本质上将线性变化的宽带高频调频信号转换为了低频的单频信号, 该过程称之为去斜处理, 该方法可大大降低对后续 ADC 的采样率要求。

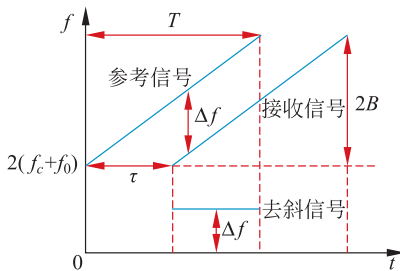


图 3 线性调频去斜测距示意图

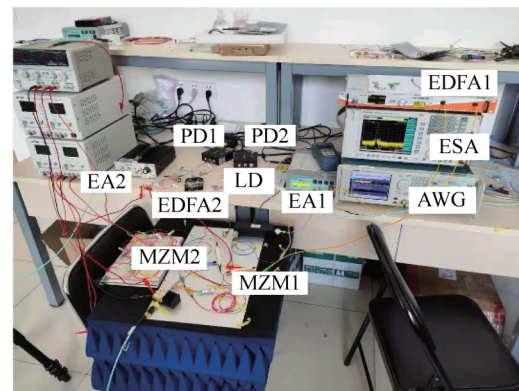
利用电滤波器 BPF4, 选取上述感兴趣的两个光边带拍频的输出信号。通过探测中频信号的频率 Δf , 可推算出目标的距离 R 为

$$R = \frac{cT}{2B} \Delta f \quad (10)$$

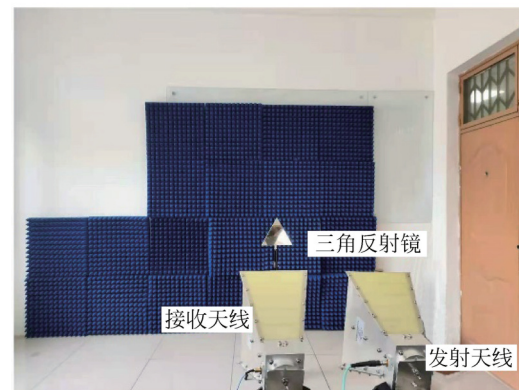
可见, 通过计算回波信号和发射信号的瞬时频差 Δf , 即可反映回波信号的时间延时 τ , 进而可反演获得目标的距离。

2 实验结果与分析

根据图 1 构建了微波光子测距系统, 系统实物图如图 4(a) 所示。半导体激光器 (LD) 输出波长为 1550 nm、功率为 14.77 dBm 的光载波信号, 该信号入射到 MZM1 (Sumtomo, T-MXH1. 5DP-40PD-ADC-LV-S-O) 中。任意波形发生器 (AWG, Tektronix 70002B) 发射频率为 1~2GHz, 带宽为 1GHz 的线性调频信号, 经放大滤波后利用 MZM1 将射频信号调制到光载波上, 调节 MZM1 的直流偏置电压, 使其工作在最小工作点, 输出载波抑制的双边带调制信号。MZM1 的输出光信号被分为两束, 其中一束入射到 MZM2, 作为参考光信号, 另外一束利用掺铒光纤放大器 (EDFA1) 进



(a)



(b)

图 4 微波光子测距系统实物图

(a) 微波光子测距系统连接图; (b) 实际探测目标及天线摆放

行光放大后,利用带通滤波器进行滤波,并经 PD1 (CONQUER Inc, 10GHz) 拍频生成二倍频的发射信号,输入到传播介质中探测目标的位置信息。目标反射的回波信号经放大滤波后通过一个处于正交工作点的 MZM2 调制到参考光信号上,再经 PD2 拍频同时转换为电信号,并滤波得到中频信号,将其输入到频谱仪 (Keysight, N9020A) 中观察中频信号的频谱位置,即可计算得出目标的距离信息。

二倍频信号产生模块可获得倍频的线性调频发射信号,使用示波器 (Tektronix, DPO 70604C) 检测发射信号的频谱和时频特性,结果如图 5(a)、(b) 所示。经倍频后信号的频率范围为 2~4GHz,带宽为 2GHz,可见信号的频率成分及带宽均变为输入线性调频信号的两倍。

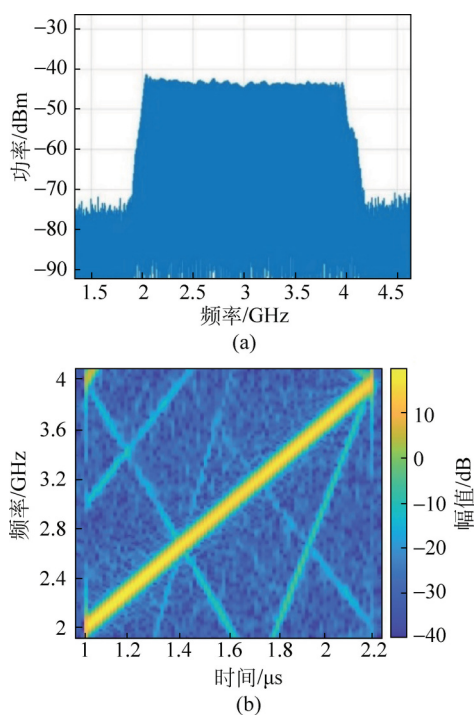


图 5

(a) 二倍频探测信号的频谱图; (b) 二倍频探测信号的时频特性图

由于实际发射至空气中进行检测时,墙体等非探测目标同样会反射探测信号,从而引入较为严重的杂散信号。因此在发射至空气进行探测前首先利用杂散信号更少的电缆进行模拟实验,从而验证线性调频去斜测距方法的可行性。实验得到的测距结果如图 6 所示,频谱仪显示的回波信号相对参考信号的差频 Δf 为 38.8192MHz,则实验测得电缆长度为 408.9cm,误差为 2.2%,实验

数据与实际电缆长度具有很好的一致性,验证了系统的有效性。

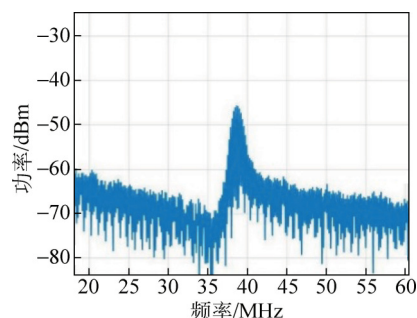


图 6 电缆模拟传播环境的测距结果

随后,进一步开展了实际发射的测距实验,将电缆换为发射天线、接收天线和三角反射镜,如图 4(b) 所示。将三角反射镜放置到距离接收天线 70.0cm、100.0cm、130.0cm 以及 150.0cm 四个位置进行探测,测距实验结果如表 1 所示。可见,距离测量的平均误差为 1.9%,最大误差低于 3.5%,表明系统具有较高的测距精度。

表 1 实际发射探测的测距结果

三角镜 距离/cm	70.0	100.0	130.0	150.0
中频信号 峰值位置/ MHz	9.0020	13.0029	17.0038	20.0045
实验测得 距离/cm	67.7	97.8	127.9	150.4
误差	3.3%	2.2%	1.6%	0.27%

实验中,从耦合器输出的发射光信号须经 EDFA1、BPF2 以及 PD1 后才可进行发射,而作为参考的光信号直接输入 MZM2 中,导致两路信号之间存在一定的初始相位差,从而引入一定的测距误差。此外,实验环境的不稳定、频谱分析的误差等原因也会影响测距精度。

3 结语

本文提出了一种基于电光调制和线性调频去斜的微波光子测距方法。利用 MZM 实现载波抑制的双边带调制,借助光电探测完成 ± 1 阶光边带的拍频,从而获得倍频的宽带线性调频信号,将

其作为发射信号。经目标反射返回的回波信号,再次调制到发射参考光信号上,结合光电探测完成回波信号与参考信号的线性调频去斜处理,通过获取的中频信号即可反演获得目标距离信息。

在利用电缆模拟探测环境验证系统的可行性后,以三角反射镜为待测目标,开展了实际测距实验,在不同的位置进行了距离测量,结果表明测距误差均在4%以下,具有较高的测距精度。该方法在光域上产生宽带信号,以微波信号进行距离探测,可有效提升系统的测距精度。

实验结合了电光调制、光电转换以及测距内容,将距离转换为可视化的中频信号,可使学生在实验中更加深刻的理解电光调制的原理、作用及测距机理,将理论与科学前沿相结合,有利于激发学生的学习兴趣,拓展教学内容和教学深度,有助于提升学生的科学素养和实践能力。

参 考 文 献

- [1] CAROTENUTOR, PEZZIMENTIF, CORTEFGD, et al. Acoustic simulation for performance evaluation of ultrasonic ranging systems[J]. Electronics, 2021, 10(11), 1298.
- [2] AGARWAL V, MURALIN V, CHANDRAMOULIC. A cost-effective ultrasonic sensor-based driver-assistance system for congested traffic conditions[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2009, 10(3): 486-498.
- [3] 何志远. 车载三维成像激光雷达系统研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2015.
- [4] BRENNERA R, ENDERJ H G. Demonstration of advanced reconnaissance techniques with the airborne SAR/GMTI sensor PAMIR[J]. IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 2006, 153(2): 152-162.
- [5] ULABYF T, LONGD G, BLACKWELLW J, et al. Microwave radar and radiometric remote sensing[M]. Ann Arbor: University of Michigan Press, 2014.
- [6] ESSEN H, HÄGELEN M, WAHLEN A, et al. ISAR imaging of helicopters using millimeter wave radars[J]. International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2009, 1(3): 171-178.
- [7] DICKMANN J, APPENRODT N, BLOECHERHL, et al. Radar contribution to highly automated driving[C]. 2014 IEEE 44th European Microwave Conference (EuMC), 2014: 1715-1718.
- [8] PINGJTK, LINGA E, QUANT J, et al. Generic unmanned aerial vehicle (UAV) for civilian application-A feasibility assessment and market survey on civilian application for aerial imaging[C]. 2012 IEEE Conference on Sustainable Utilization and Development in Engineering and Technology, 2012: 289-294.
- [9] GONZALEZ-VALDES B, ALVAREZ Y, MANTZAVINOS S, et al. Improving security screening: A comparison of multistatic radar configurations for human body imaging[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2016, 58(4): 35-47.
- [10] ALI F, BAUER G, VOSSIEK M. A rotating synthetic aperture radar imaging concept for robot navigation[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(7): 1545-1553.
- [11] CAPMANY J, NOVAK D. Microwave photonics combines two worlds[J]. Nature Photonics, 2007, 1(6): 319-330.
- [12] YAO J. Microwave photonics. Journal of Lightwave Technology[J]. 2009, 27(3): 314-335.
- [13] MARPAUNG D, ROELOFFZEN C, HEIDEMAN R, et al. Integrated microwave photonics[J]. Laser & Photonics Reviews, 2013, 7(4): 506-538.
- [14] 郭清水. 基于微波光子技术的实时高分辨率雷达系统研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2018.
- [15] 李静楠. 基于双平行马赫-曾德尔调制器的微波光子混频方法研究[D]. 北京:北京工业大学, 2018.